

РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З КЕРОВАНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ В КОЛАХ СТАТОРА І РОТОРА

І.А. Шаповал*, канд.техн.наук, **В.М. Михальський****, докт.техн.наук, **А.Л. Дорошенко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: shapoval@ied.org.ua

Метою статті є розробка і дослідження алгоритмів керування швидкістю машини подвійного живлення (МПЖ) за умови одночасного керування по колах статора та ротора. Побудовано математичну модель системи електроприводу з МПЖ, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання траєкторії заданої швидкості МПЖ за умови її збудження по колу ротора. Досліджено два алгоритми векторного керування швидкістю МПЖ: ортогональне керування і керування з мінімізацією втрат. Розроблено регулятори, що забезпечили відпрацювання заданої швидкості і заданого потоку при збудженні електричної машини по колу ротора. Проведені дослідження підтверджують, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданої швидкості з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці. Надлишковість координат керування при побудові алгоритму керування використано для зменшення втрат в МПЖ.

Бібл. 13, рис. 4.

Ключові слова: векторне керування, машина подвійного живлення, регулятор швидкості, математична модель.

Вступ. Машина подвійного живлення (МПЖ), що знаходить широке застосування в електромеханічних системах, де вимагається використання високодинамічного керованого електроприводу, є перспективним об'єктом дослідження. Останнім часом МПЖ посідає провідну роль у галузі альтернативної енергетики з використанням вітрових установок і поступово витісняє синхронні генератори [4], [10, 11, 13]. До основних переваг МПЖ належить: одночасна наявність двох каналів керування: керування по колу статора та колу ротора, внаслідок чого МПЖ може поєднати властивості синхронної та асинхронної електричних машин. Підключення обмоток статора і ротора до окремих перетворювачів частоти (ПЧ) дозволяє керувати чотирма змінними, що, в свою чергу, дає можливість керувати енергетичним режимом роботи машини [1–3, 6–9, 12]. При цьому МПЖ із перетворювачами частоти з векторним керуванням стає подібною до двигуна постійного струму з незалежним збудженням з властивими йому характеристиками [6].

Основною метою даної роботи є розробка і дослідження алгоритмів керування швидкістю МПЖ за умови одночасного керування по колах статора та ротора.

Постановка задачі. Враховуючи теорію узагальненої електричної машини та методику отримання математичної моделі довільної обертової електричної машини [11], запишемо динамічну модель МПЖ у проекціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку в системі координат $(d-q)$, що обертається з кутовою швидкістю ω_k

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega, & \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), & M &= \frac{3}{2} p_n L_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}), \\
 u_{1d} &= r_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1d} - \omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_{md} - \omega_k \psi_{mq}, \\
 u_{1q} &= r_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q} + \omega_k L_{1\sigma} i_{1d} + \frac{d}{dt} \psi_{mq} + \omega_k \psi_{md}, \\
 u_{2d} &= r_2 i_{2d} + L_{2\sigma} \frac{d}{dt} i_{2d} - \omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_{md} - \omega_2 \psi_{mq}, \\
 u_{2q} &= r_2 i_{2q} + L_{2\sigma} \frac{d}{dt} i_{2q} + \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \frac{d}{dt} \psi_{mq} + \omega_2 \psi_{md}, \\
 \psi_{md} &= L_m (i_{1d} + i_{2d}), & \psi_{mq} &= L_m (i_{1q} + i_{2q}), \\
 \dot{\theta}_k &= \omega_k, & \omega_2 &= \omega_k - p_n \omega,
 \end{aligned} \tag{1}$$

де $(u_{1d}, u_{1q}), (u_{2d}, u_{2q})$ – напруги статора та ротора; $(i_{1d}, i_{1q}), (i_{2d}, i_{2q})$ – струми статора та ротора; $\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2}$ – головний магнітний потік МПЖ; θ, ω – кутове положення та швидкість ротора МПЖ; θ_k, ω_k – кутове положення та кутова швидкість системи координат $(d-q)$ відносно стаціонарної системи координат $(a-b)$; M – електромагнітний момент; M_c – момент навантаження; J – момент інерції машини; p_n – кількість пар полюсів; r_1, r_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно; L_m – індуктивність намагнічування; $L_{1\sigma} = L_1 - L_m, L_{2\sigma} = L_2 - L_m$ – індуктивності розсіювання статора та ротора.

Векторні алгоритми керування МПЖ, модель якої задана рівняннями (1), можна визначити як задачу керування за вимірюваним вектором $\mathbf{y} = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q})^T$.

Задача керування кутовою швидкістю МПЖ полягає у регулюванні двох вихідних координат: модуля головного магнітного потоку та кутової швидкості ротора за допомогою двовимірного вектора напруг статора \mathbf{u}_1 та двовимірного вектора напруг ротора \mathbf{u}_2 з використанням вектора вимірюваних змінних \mathbf{y} .

Сформулюємо задачу відпрацювання заданих траєкторій зміни головного магнітного потоку – кутової швидкості. Приймаємо, що для моделі МПЖ, заданої (1), справедливі наступні припущення:

- струми статора та ротора МПЖ, кутова швидкість ротора, задані вектором \mathbf{y} , доступні для вимірювання;

- параметри МПЖ відомі та постійні;

- задані траєкторії головного магнітного потоку ψ_m^* та кутової швидкості ω^* є обмеженими функціями часу з обмеженими першою та другою похідними за часом;

- момент навантаження M_c невідомий, постійний та обмежений.

За умови прийнятих припущень необхідно розробити алгоритм керування по вимірювальному виходу, який гарантує досягнення таких цілей керування:

- асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку – кутової швидкості МПЖ, тобто

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_m &= 0; \end{aligned} \quad (2)$$

- асимптотичну орієнтацію за вектором головного магнітного потоку

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{mq} = 0. \quad (3)$$

Алгоритм керування головним магнітним потоком. Побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат вздовж одного з векторів стану електричної машини. В даній роботі приймаємо, що вісь d обертової системи координат $(d-q)$ збігається з напрямком вектора головного магнітного потоку ψ_m , тобто

$$\begin{aligned} \psi_{md} &= |\psi_m|, \\ \psi_{mq} &\equiv 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Підтримання заданого значення головного магнітного потоку дозволяє підвищити перевантажувальну здатність двигуна при роботі на високих частотах. Умова (2) відома як умова точної орієнтації обертової системи координат $(d-q)$ вздовж вектора головного магнітного потоку. Визначимо похибки відпрацювання цього потоку у вигляді

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{md} &= \psi_{md} - \psi_m^*, \\ \tilde{\psi}_{mq} &= \psi_{mq}, \end{aligned} \quad (5)$$

де ψ_m^* – заданий головний магнітний потік.

З рівнянь (3), (4) та (5) випливає, що умовою орієнтації системи координат $(d-q)$ вздовж вектора головного магнітного потоку є

$$i_{1q} = -i_{2q}. \quad (6)$$

У [2] та [6] виконано дослідження алгоритмів векторного керування МПЖ за умови орієнтації обертової системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку, а також за умови ортогональності векторів струму статора та магнітного потоку, оскільки електромагнітний момент МПЖ досягає максимуму при зсуві векторів, що його обумовлюють, на 90 електричних градусів.

Визначимо похибки відпрацювання проєкцій струмів статора та ротора по осі d у вигляді

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1d} &= i_{1d}, \\ \tilde{i}_{2d} &= i_{2d} - i_{2d}^*. \end{aligned} \quad (7)$$

Динаміка похибок відпрацювання головного магнітного потоку з (1), враховуючи (5) та (7), дорівнює

$$\dot{\tilde{\psi}}_m = L_m (\tilde{i}_{1d} + \tilde{i}_{2d} + i_{2d}^*) - \psi_m^* + v_\psi, \quad (8)$$

де v_ψ – коригуючий зворотний зв'язок, який буде визначено пізніше.

Розглядаючи i_{2d}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор головного магнітного потоку у вигляді

$$\begin{aligned} i_{2d}^* &= \frac{1}{L_m} \psi_m^* - k_\psi \tilde{\psi}_{md} - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}_{md}, \end{aligned} \quad (9)$$

де $k_\psi, k_{\psi i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора головного магнітного потоку.

Алгоритм керування швидкістю МПЖ. Визначимо похибки відпрацювання проєкцій струмів статора та ротора по осі q у вигляді

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*, \\ \tilde{i}_{2q} &= i_{2q}. \end{aligned} \quad (10)$$

Похибку оцінки моменту навантаження у [4] визначено як

$$\tilde{M}_c = M_c / J - \hat{M}_c, \quad (11)$$

де \hat{M}_c – оцінене значення сталої складової моменту навантаження M_c / J .

Запишемо друге та третє рівняння з (1) у формі похибок з урахуванням (5), (10) та (11)

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu \left(\tilde{i}_{1q} \tilde{\psi}_{md} + \tilde{i}_{1q} \psi_m^* + i_{1q}^* \tilde{\psi}_{md} - i_{1d} \tilde{\psi}_{mq} + i_{1q}^* \psi_m^* \right) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \tilde{\omega}^*, \quad (12)$$

де $\mu = 3p_n / 2J$.

З (12), розглядаючи i_{1q}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор швидкості МПЖ у вигляді:

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu \psi_m^*} \left(\tilde{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (13)$$

де $k_\omega, k_{\omega i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора швидкості.

Рівняння динаміки МПЖ. У реальній МПЖ єдиними вхідними величинами керування є вектор напруг статора $\vec{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ та вектор напруг ротора $\vec{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$, тому вихідні величини регуляторів моменту та потоку в (4) та (8) можуть бути лише бажаними траєкторіями $(i_{1d}^*, i_{2d}^*, i_{1q}^*, i_{2q}^*)$ струмів $(i_{1d}, i_{2d}, i_{1q}, i_{2q})$. Визначимо похибки струмів статора та ротора МПЖ у вигляді

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1d} &= i_{1d}, & \tilde{i}_{2d} &= i_{2d} - i_{2d}^*, \\ \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*, & \tilde{i}_{2q} &= i_{2q}, \end{aligned} \quad (14)$$

де $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})$, $(\tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})$ – похибки відпрацювання проекцій векторів струмів статора і ротора, (i_{1d}^*, i_{1q}^*) , (i_{2d}^*, i_{2q}^*) – задані траєкторії проекцій векторів струмів статора і ротора.

З (1), враховуючи (2), (3) та (9), запишемо рівняння динаміки струмів статора та ротора МПЖ

$$\begin{aligned} u_{1d} &= -\omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{1d} - v_{1d}, \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q}^* + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q}^* + \omega_k \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{1q} - v_{1q}, \\ u_{2d} &= -\omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{2d} - v_{2d}, \\ u_{2q} &= \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \omega_2 \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{2q} - v_{2q}, \end{aligned} \quad (15)$$

де $k_{id} > 0$, $k_{iq} > 0$ – пропорційні коефіцієнти регуляторів струму; v_{1d} , v_{1q} , v_{2d} та v_{2q} – компоненти інтегральної дії, що дорівнюють

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_{1d} &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, & \frac{d}{dt} v_{1q} &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\ \frac{d}{dt} v_{2d} &= k_{iid} \tilde{i}_{2d}, & \frac{d}{dt} v_{2q} &= k_{iiq} \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (16)$$

де $k_{iid} > 0$, $k_{iiq} > 0$ – коефіцієнти інтегральних складових регуляторів струму.

Представлений алгоритм керування реалізує так зване "ортогональне керування" [1], при якому підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора і магнітного потоку. Перевантажувальна здатність МПЖ при такому керуванні збільшується у 8–10 разів, але при цьому збільшуються втрати у міді і зменшується ККД машини.

Мінімізація активних втрат. Розглянемо побудову алгоритму керування МПЖ з двома ПЧ, який забезпечує мінімізацію втрат у міді і сталі.

Втрати у міді безпосередньо залежать від струму, що протікає по обмотках, який, у свою чергу, залежить від навантаження на валу двигуна. Втрати у сталі залежать від магнітних властивостей матеріалів, що використовуються, величини магнітного потоку і частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора.

Втрати у міді дорівнюють [5]

$$\Delta P_m = 3I_1^2 r_1 + 3I_2^2 r_2, \quad (17)$$

де I_1 , I_2 – діючі значення струмів статора і ротора.

Мінімізуємо втрати у міді при заданому моменті навантаження. Розв'язуючи рівняння $\partial(\Delta P_m)/\partial i_{1d} = 0$, $\partial(\Delta P_m)/\partial i_{2d} = 0$ з [2], отримаємо регулятор головного магнітного потоку з керуючими діями по статору і ротору

$$i_{1d}^* = \frac{\psi_m^*}{L_m} \frac{r_2}{r_1 + r_2} - k_{\psi} \tilde{\psi}_{md} - x_{\psi}, \quad i_{2d}^* = \frac{\psi_m^*}{L_m} \frac{r_1}{r_1 + r_2} - k_{\psi} \tilde{\psi}_{md} - x_{\psi}. \quad (18)$$

Втрати у сталі дорівнюють [5]

$$\Delta P_{cm} = \psi_m^2 k_c \left(|\omega_1|^\beta + |\omega_2|^\beta \right), \quad (19)$$

де ω_1 , ω_2 – частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора відповідно; k_c – сталий коефіцієнт, який характеризує питому вагу втрат у сталі статора і ротора; $\beta \approx 1,4$.

При стабілізації величини модуля потокозчеплення на заданому рівні втрати у сталі будуть залежати від значення частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора. Мінімізуємо втрати у сталі при заданій частоті обертання. При зустрічному обертанні полів необхідну швидкість обертання ротора ω можна отримати при менших значеннях ω_1 і ω_2 , тобто при менших втратах. Розв'язуючи рівняння $\partial(\Delta P_{cm})/\partial \omega_1 = 0$, $\partial(\Delta P_{cm})/\partial \omega_2 = 0$ з [2], отримаємо

$$\omega_1 = -\omega_2 = \frac{\omega}{2}. \quad (20)$$

Для системи з двома перетворювачами частота обертання електромагнітного поля статора і ротора дорівнює $\omega/2$ і, відповідно, втрати у сталі будуть менші, ніж для систем МПЖ з перетворювачем тільки в колі ротора.

Функціональну схему запропонованої системи керування кутовою швидкістю МПЖ наведено на рис. 1.

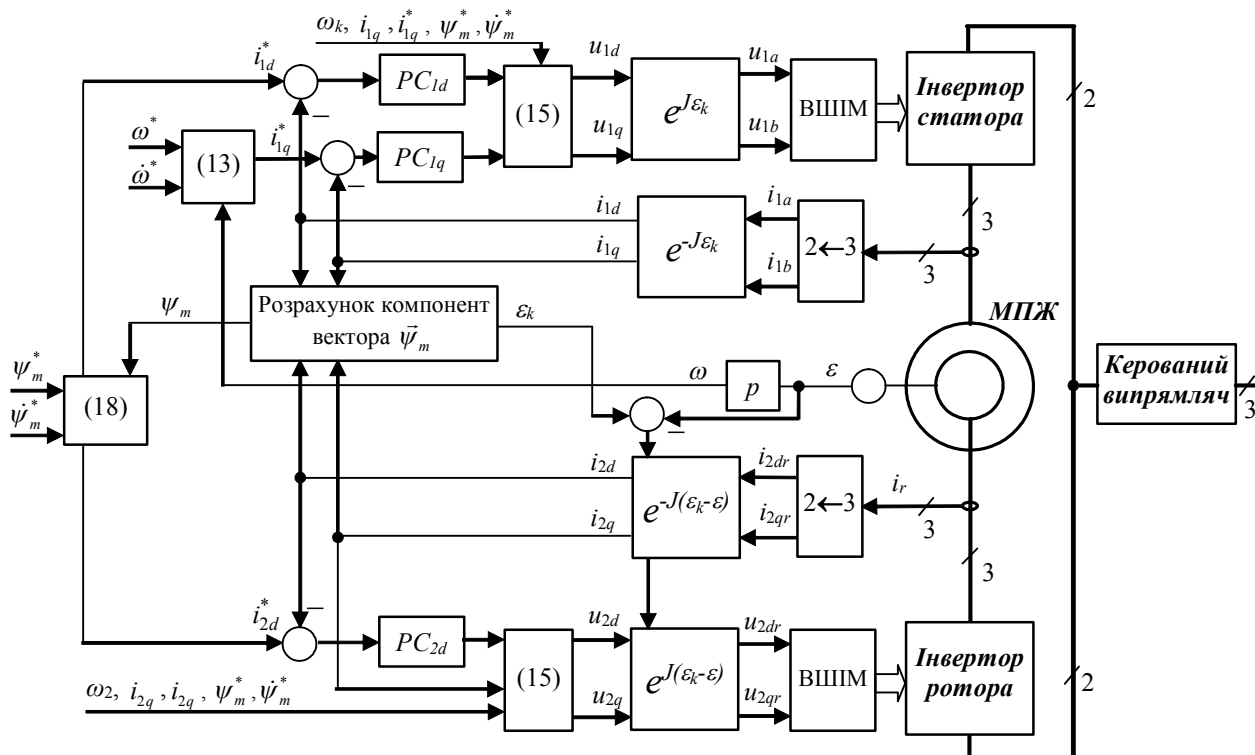


Рис. 1

Результати моделювання. В пакеті прикладних програм Matlab/Simulink побудовано математичну модель електроприводу МПЖ. При моделюванні було використано МПЖ з такими параметрами: потужність $P=1,4$ кВт, число пар полюсів $p_n=3$, $J=0,2$ кгм², $L_1=L_2=0,317$ Гн, $L_m=0,3$ Гн, $R_1=4,5$ Ом, $R_2=7,4$ Ом. Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів головного магнітного потоку та швидкості: $k_{\psi} = 100$, $k_{\psi i} = 5000$, $k_{\omega} = 50$, $k_{\omega i} = 1250$. Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів струмів (РС на рис. 1): $k_{id} = 200$, $k_{iq} = 2000$, $k_{id} = 200$, $k_{iq} = 2000$.

Тест з відпрацювання траєкторії заданої швидкості при моделюванні має наступну послідовність дій системи електроприводу, зображеної на рис. 1:

- 1) на інтервалі часу 0–0,5 с відбувається збудження МПЖ;
- 2) на інтервалі часу 1–1,7 с МПЖ розганяється до синхронної швидкості обертання ротора, що дорівнює 104,7 рад/с;
- 3) в момент часу $t=2$ с до валу двигуна прикладається номінальний статичний момент 10 Нм;
- 4) на інтервалі часу 2,5–3 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 104,7 рад/с до 52 рад/с, що відповідає швидкості нижче синхронної;
- 5) на інтервалі часу 3,5–4,5 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 52 рад/с до 157 рад/с, що відповідає швидкості вище синхронної.

Заданий головний магнітний потік, задану швидкість, момент навантаження, а також похибки відпрацювання потоку і швидкості показано на рис. 2. Графіки відпрацювання струмів статора і ротора в системі координат $(d-q)$ та активні і реактивні потужності показано на рис. 3.

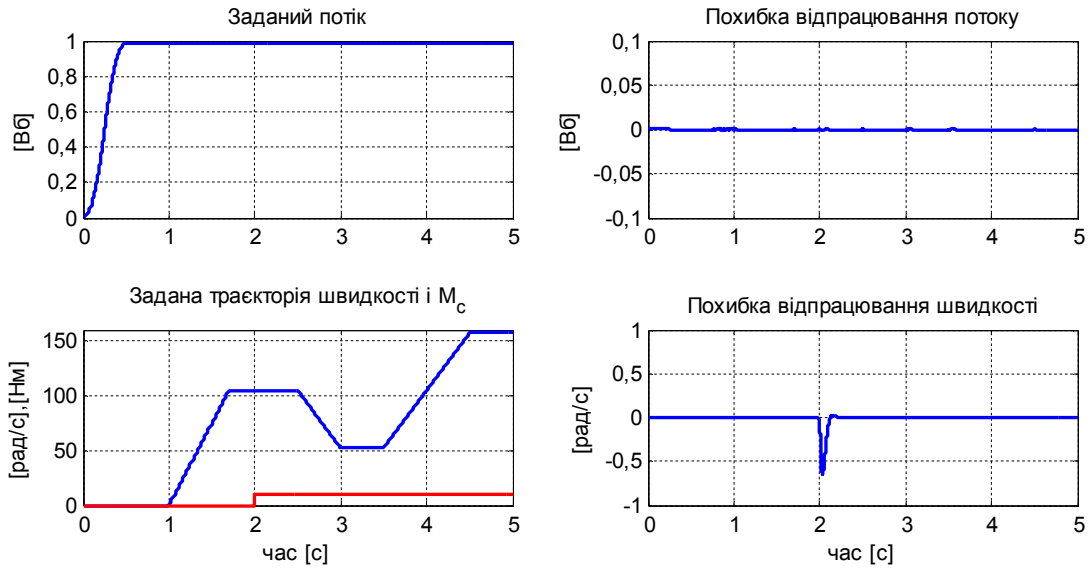


Рис. 2

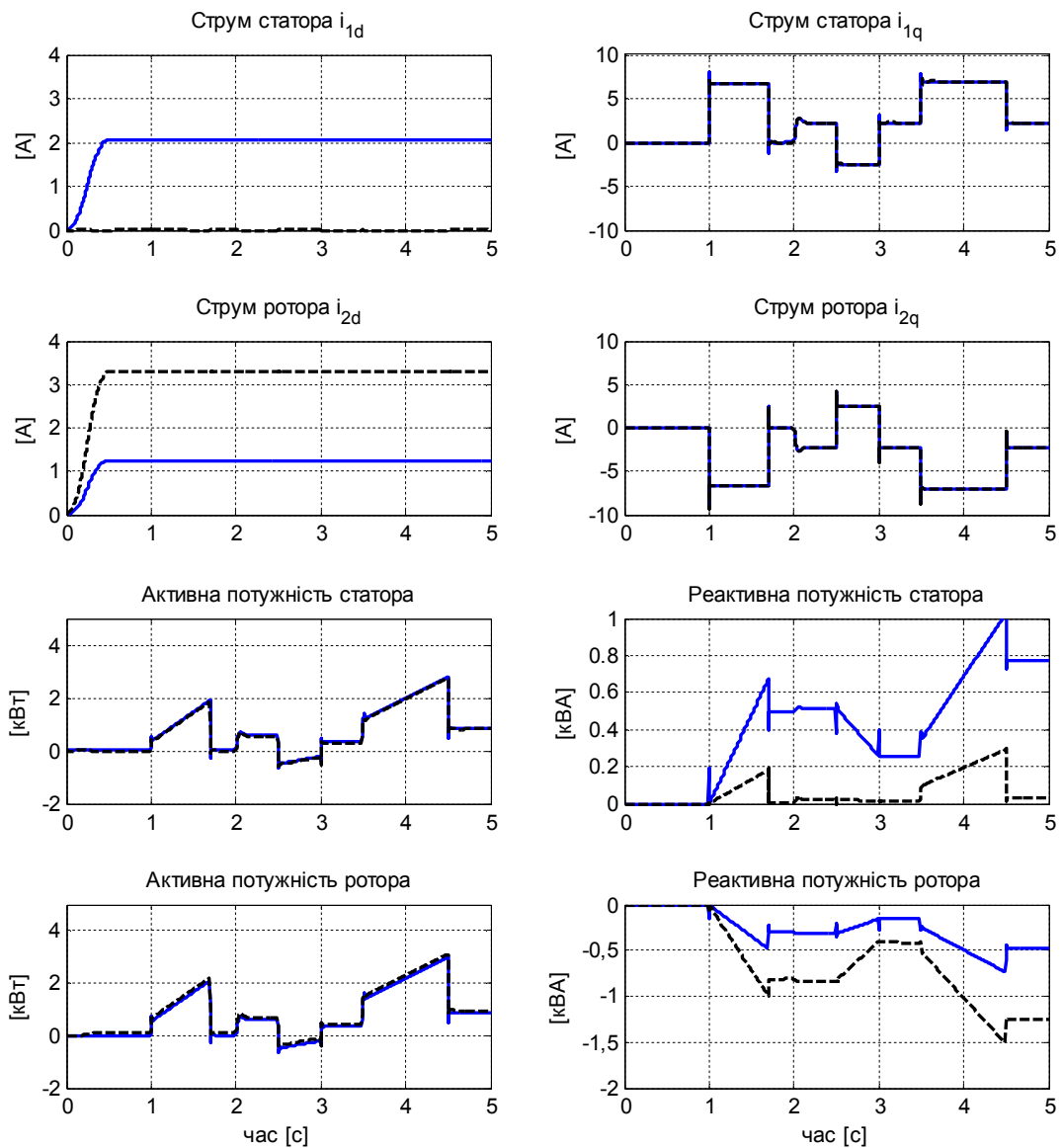


Рис. 3

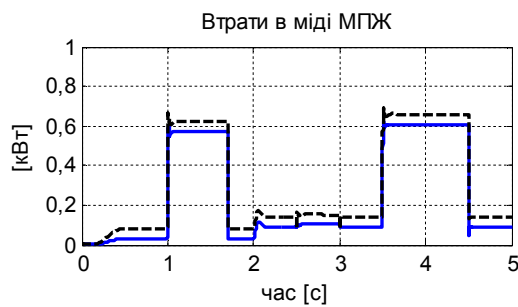


Рис. 4

Суцільна лінія відповідає ортогональному керуванню МПЖ, а пунктирна – керуванню з мінімізацією втрат. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання потоку і швидкості достатньо малі. На рис. 4 представлено порівняння втрат у міді при ортогональному керуванні (пунктирна лінія) і при керуванні з мінімізацією втрат (суцільна лінія). При роботі з номінальним потоком і номінальним моментом навантаження втрати у міді менші на 7% у порівнянні з ортогональним керуванням.

Висновки. Виконано дослідження алгоритмів векторного керування швидкістю МПЖ за умови керування по колу статора та колу ротора. Розроблено математичну модель системи електроприводу МПЖ, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання швидкості електричної машини за умови її керування по колу статора та колу ротора. Проведені дослідження підтверджують, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданої швидкості з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці. Надлишковість координат керування при побудові алгоритму керування використано для зменшення втрат у МПЖ.

1. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентиляный двигатель с ортогональным управлением потока // Электротехника. – 2002. – № 9. – С. 2–5.
2. Мецераков В.Н., Безденежных Д.В. Электропривод на основе машины двойного питания с минимизацией потерь электроэнергии // Электротехника. – 2010. – № 10. – С. 2–8.
3. Михальський В.М., Соболев В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49–59.
4. Пересада С.М., Король С.В. Управление скоростью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора // Техн. електродинаміка. – 2003. – № 1. – С. 14–18.
5. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Экстремальное управление электрическими двигателями. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006. – 420 с.
6. Тутаев Г.М. Варианты векторного управления электроприводом с асинхронизированным вентиляным двигателем // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2009. – № 3. – С. 11–15.
7. Шрамко Ю.Ю. Системы оптимального релейного управления машиной двойного питания: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Днепродзержинск., 2015. – 218 с.
8. Bonnet F., Vidal P.E., Pietrzac-David M. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Oct. 2007. – Vol. 54. – No 5. – Pp. 2482–2490.
9. Hofmann W., Okafor F. Optimal control of doubly-fed full-controlled induction wind generator with high efficiency // IEEE Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – Denver (USA). – 29 Nov.-2 Dec. 2001. – Pp. 1213–1218.
10. Pena R., Clare J.C., Asher G.M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation // IEE Proceedings of Electric Power Applications. – May 1996. – Vol. 143. – No 3. – Pp. 231–241.
11. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Power control of doubly fed induction machine via output feedback // Control Engineering Practice. – Jan. 2004. – Vol. 12. – No 1. – Pp. 41–57.
12. Poddar G., Ranganathan V.T. Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2004. – Vol. 51. – No 5. – Pp. 1089–1096.
13. Shapoval I., Clare J., Chekhet E. Experimental study of a matrix converter excited doubly-fed induction machine in generation and motoring // Proc. of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. – Poznan (Poland). – 1–3 Sept. 2008. – Pp. 307–312.

УДК 621.313

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ В ЦЕПЯХ СТАТОРА И РОТОРА

И.А. Шаповал, канд. техн. наук, В.М. Михальский, докт. техн. наук, А.Л. Дорошенко

Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

e-mail: shapoval@ied.org.ua

Целью статьи является разработка и исследование алгоритмов управления скоростью машины двойного питания (МДП) при условии одновременного управления по цепям статора и ротора. Построена математическая модель системы электропривода с МДП, на основе которой выполнено математическое моделирование обработки

траектории заданной скорости МДП при условии ее возбуждения по цепи ротора. Исследовано два алгоритма векторного управления скоростью МДП: ортогональное управление и управление с минимизацией потерь. Разработаны регуляторы, которые обеспечили отработку заданной скорости и заданного потока при возбуждении электрической машины по цепи ротора. Проведенные исследования подтверждают, что рассматриваемая система векторного управления МДП выполняет отработку заданной скорости с минимальной погрешностью при постоянном магнитном потоке. Избыточность координат управления при построении алгоритма управления использована для уменьшения потерь в МДП. Библ. 13, рис. 4.

Ключевые слова: векторное управление, машина двойного питания, регулятор скорости, математическая модель.

SPEED CONTROL OF THE DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE WITH CONTROLLED CONVERTERS IN THE STATOR AND ROTOR CIRCUITS

I.A. Shapoval, V.M. Mykhalskyi, A.L. Doroshenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: shapoval@ied.org.ua

The purpose of the article is to develop and study speed control algorithms for a doubly-fed induction machine (DFIM) under the condition of simultaneous control of the stator and rotor circuits. A mathematical model of an electric drive system with a DFIM is constructed, on the basis of which a mathematical simulation of the DFIM speed tracking has been performed, provided it is excited by the rotor circuit. Two algorithms for vector speed control of the DFIM are investigated: orthogonal control and control with loss minimization. The regulators have been developed which ensured the speed and flux tracking when the DFIM is excited by the rotor circuit. The conducted researches confirm that the considered system of DFIM vector control performs speed tracking with minimum error at a constant magnetic flux. The redundancy of the control coordinates in the construction of the control algorithm is used to reduce DFIM losses. References 13, figures 4.

Key words: matrix converter, input current, reactive power, unbalanced load.

1. Kopylov I.P., Sonin Y.P., Guljaev I.V., Vostruhin A.A. Asynchronized ac converter-fed motor with orthogonal flux control // *Elektrotehnika*. – 2002. – No 9. – Pp. 2–5. (Rus)
2. Meshcherjakov V.N., Bezdenezhnyh D.V. Electric drive based on a doubly-fed induction machine with minimization of energy losses // *Elektrotehnika*. – 2010. – No 10. – Pp. 2–8. (Rus)
3. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Control of voltage source inverters with providing the maximum modulation factor for non-distorting output voltage generation by means of modified PWM // *Tekhnichna Elektrodynamicika*. – 2010. – No 1. – Pp. 49–59. (Rus)
4. Peresada S.M., Korol S.V. Speed control of the double-fed induction machine based on the stator flux vector indirect orientation // *Tekhnichna Elektrodynamicika*. – 2003. – No 1. – Pp. 14–18. (Rus)
5. Poljakov V.N., Shrejner R.T. Extreme control of electric motors. – Ekaterinburg: UGTU-UIPI, 2006. – 420 p. (Rus)
6. Tutaev G.M. Variants of vector control of the electric drive with asynchronized ac converter-fed motor // *Elektrotekhnicheskie komplekсы i sistemy upravleniia*. – 2009. – No 3. – Pp. 11–15. (Rus)
7. Shramko Yu.Yu. Optimal relay control systems for a doubly-fed induction machine: PhD. Thesis – Dneprodzerzhinsk, 2015. – 218 p. (Rus)
8. Bonnet F., Vidal P.E., Pietrzac-David M. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine // *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. – Oct. 2007. – Vol. 54. – No 5. – Pp. 2482–2490.
9. Hofmann W., Okafor F. Optimal control of doubly-fed full-controlled induction wind generator with high efficiency // *IEEE Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. – Denver (USA). – 29 Nov.-2 Dec. 2001. – Pp. 1213–1218.
10. Pena R., Clare J.C., Asher G.M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation // *IEE Proceedings of Electric Power Applications*. – May 1996. – Vol. 143. – No 3. – Pp. 231–241.
11. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Power control of doubly fed induction machine via output feedback // *Control Engineering Practice*. – Jan. 2004. – Vol. 12. – No 1. – Pp. 41–57.
12. Poddar G., Ranganathan V.T. Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive // *IEEE Trans. on Power Electronics*. – 2004. – Vol. 51. – No 5. – Pp. 1089–1096.
13. Shapoval I., Clare J., Chekhet E. Experimental study of a matrix converter excited doubly-fed induction machine in generation and motoring // *Proc. of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*. – Poznan (Poland). – 1–3 Sept. 2008. – Pp. 307–312.

Надійшла 16.06.2017
Остаточний варіант 23.06.2017